

ЭПТ 2015



ACED 2015

УДК 62-83

4.1. РОБАСТНАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ТОКОВ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С МАШИНОЙ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

ROBUST CURRENTS CONTROL SYSTEM OF WOUND-ROTOR INDUCTION MOTOR

Поляков Владимир Николаевич, д-р техн. наук, профессор каф. «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19. E-mail: v.n.polyakov@urfu.ru. Тел.: (343)3754646

Ишматов Закир Шарифович, канд. техн. наук, доцент каф. «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19. E-mail: z.sh.ishmatov@urfu.ru. Тел.: (343)3754646

Vladimir N. Polyakov, Doctor Sc., Ural federal university named after the first President of Russia B.N.Yeltsin, 620002, Mira street, 19, Ekaterinburg, Russia. E-mail: v.n.polyakov@urfu.ru. Ph.: (343)3754646

Zakir Sh. Ishmatov, Cand. Sc., Ural federal university named after the first President of Russia B.N.Yeltsin, 620002, Mira street, 19, Ekaterinburg, Russia. E-mail: z.sh.ishmatov@urfu.ru. Ph.: (343)3754646

Аннотация: Доклад посвящен исследованию робастной системы регулирования токов электропривода с машиной двойного питания. Дается математическая модель системы регулирования токов с учетом эффекта насыщения машины по главному магнитному пути. Приводятся результаты моделирования динамических свойств системы регулирования токов.

Abstract: The main task of report is to investigate the robust currents control system of wound-rotor induction motor with two-sided control. The mathematical model of the current control system with accounting the saturation of motor main magnetic circuit is described. The simulation results of dynamic properties for currents control system are shown.

Ключевые слова: электропривод, асинхронный двигатель, система регулирования токов, многомерный регулятор токов, моделирование.

Key words: electric drive, induction motor, the currents control system, multidimensional currents controller, simulation.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время одним из распространенных способов управления электроприводами с асинхронными двигателями, позволяющим качественно решать задачу управления моментом двигателя, является векторное управление с косвенной ориентацией по полю [1]. Для обеспечения динамических свойств многомерных систем регулирования токов, входящих в состав систем векторного управления этого класса, используется принцип построения, базирующийся на обобщенном методе подчиненного регулирования [2]. Обобщенный метод подчиненного регулирования позволяет получить структуры регуляторов токов, обеспечивающих переходные процессы в САР токов, близкие к типовым процессам. Однако такие САР не лишены недостатков. В системах векторного управления асинхронных электроприводов,

работающих в условиях широкого и быстрого изменения управляющих и возмущающих воздействий, важным является учет насыщения по главной магнитной цепи машины в алгоритмах регуляторов токов. В САР токов с алгоритмами регуляторов, не учитывающими насыщение двигателя при изменении нагрузок на валу, переходные процессы составляющих векторов токов, как показано в [3], протекают с колебаниями при существенном перерегулировании, что требует увеличения запаса по напряжению обмоток и приводит к снижению энергетической эффективности электропривода. С увеличением

некомпенсированной постоянной времени T_μ снижается способность регулятора токов компенсировать влияние возмущающих факторов, действующих на САР токов, что в свою очередь сказывается на качестве ориентации системы

координат, осуществляемой регулятором момента, и в целом на САР скорости электропривода. По этой причине становится принципиальным вопрос выбора величины некомпенсированной постоянной времени T_μ при построении САР токов двигателя, входящих в состав систем векторного управления с косвенной ориентацией по полю.

В данной статье рассматриваются динамические свойства многомерной системы регулирования токов, входящей в состав систем векторного управления асинхронным двигателем с фазным ротором. Структура робастного регулятора токов получена с использованием полиномиальных методов [4], адаптированных для решения задач синтеза регуляторов систем управления электроприводов переменного и постоянного тока [5].

ОПИСАНИЕ САР ТОКОВ

Рассматривается частотно-регулируемый электропривод с асинхронным двигателем с фазным ротором при двухстороннем управлении [6]. На рис. 1 приведена функциональная схема системы управления электропривода.

Объектом исследования является САР токов обмоток статора и ротора, преобразованных к прямоугольной системе координат, ориентированной по вектору полных потокоцеплений обмотки статора. Структурная схема САР токов приведена на рис. 2.

Звено токов модели представляет собой нелинейный многомерный объект регулирования с перекрестными обратными связями, степень влияния которых зависит от величин частот напряжений, прикладываемых к обмоткам двигателя

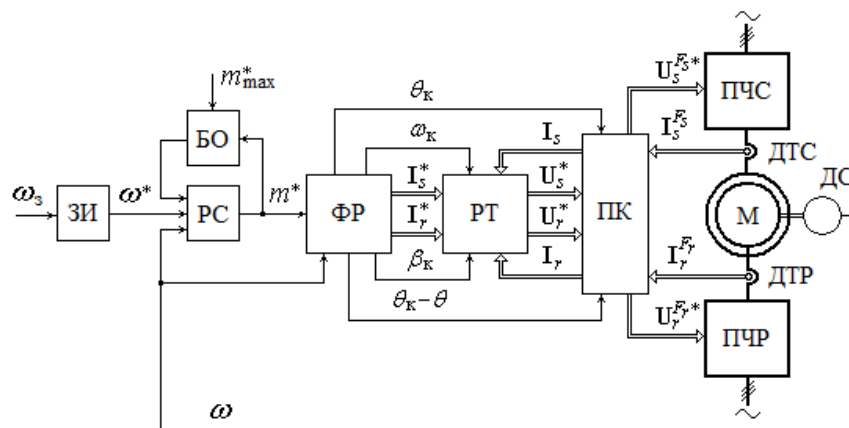


Рис. 1. Функциональная схема электропривода с асинхронным двигателем при двухстороннем управлении:

М – асинхронная машина с фазным ротором; ПЧС и ПЧР – преобразователи частоты статора и ротора; ДТС и ДТР – датчики токов статора и ротора; ДС – датчик скорости; ПК – преобразователи координат; РТ – регулятор токов; ФР – формирователь режимов; РС – регулятор скорости; БО – блок ограничения; ЗИ – задатчик интенсивности

В модели звена токов используются следующие обозначения: \mathbf{U}_j^* – вектор сигналов управления ПЧ, $\mathbf{U}_j^* = [u_{jx}^* \ u_{jy}^*]^T$, $j = s, r$; \mathbf{U}_j , \mathbf{I}_j и $\mathbf{\Psi}_j$ – векторы напряжений, токов и полных потокоцеплений обмоток статора ($j = s$) и ротора ($j = r$), $\mathbf{U}_j = [u_{jx} \ u_{jy}]^T$, $\mathbf{I}_j = [i_{jx} \ i_{jy}]^T$ и $\mathbf{\Psi}_j = [\psi_{jx} \ \psi_{jy}]^T$; $\mathbf{\Psi}_m$ и \mathbf{I}_m – векторы главных потокоцеплений и результирующих намагничивающих токов, $\mathbf{\Psi}_m = [\psi_{mx} \ \psi_{my}]^T$, $\mathbf{I}_m = [i_{mx} \ i_{my}]^T$; ω_k – угловая скорость вращения системы координат; β_k – абсолютное скольжение

системы координат; $p = d/dt$ – оператор дифференцирования по времени; T – символ транспонирования алгебраических векторов; \mathbf{R}_j и $\mathbf{L}_{j\sigma}$ – матрицы активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния обмоток статора и ротора, $\mathbf{R}_j = \text{diag}[r_j \ r_j]$ и $\mathbf{L}_{j\sigma} = \text{diag}[l_{j\sigma} \ l_{j\sigma}]$, где r_j и $l_{j\sigma}$ – активные сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток статора ($j = s$) и ротора ($j = r$); Матрица коэффициентов усиления ПЧ, $\mathbf{K}_{п. j}(p) = \text{diag}[k_{п. j} \ k_{п. j}]$; \mathbf{B} – матричный коэффициент, $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$; T_6 – временная

константа; \mathbf{F}_m – нелинейный оператор, с помощью которого учитывается насыщение главной магнитной цепи машины.

Динамические свойства этого звена зависят от соотношения активных сопротивлений и полных

индуктивностей обмоток. При реальных сочетаниях параметров процессы в звене токов имеют колебательный характер (рис.3), причем частота колебаний в регулируемом электроприводе изменяется в широких пределах.

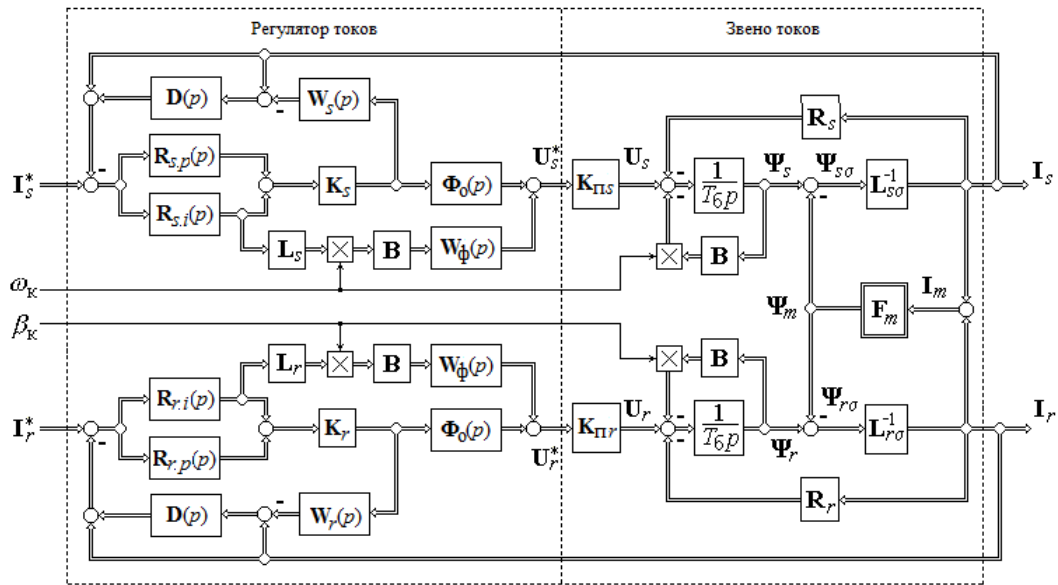


Рис. 2. Структурная схема САР токов электропривода с асинхронным двигателем с фазным ротором

Структура регулятора токов (рис. 2) получена по методике синтеза робастных регуляторов [4,5]. На выходе регулятора по каналам задания напряжений обмоток установлены фильтры, передаточные матрицы которых

$$\Phi_o(p) = \frac{1}{T_\mu p + 1} \mathbf{1};$$

$$\mathbf{W}_\phi(p) = \frac{1}{T_\phi p + 1} \mathbf{1},$$

где T_μ – некомпенсированная постоянная времени; T_ϕ – постоянная времени, определяющая степень компенсации обратных перекрестных связей объекта; $\mathbf{1}$ – двумерная единичная матрица.

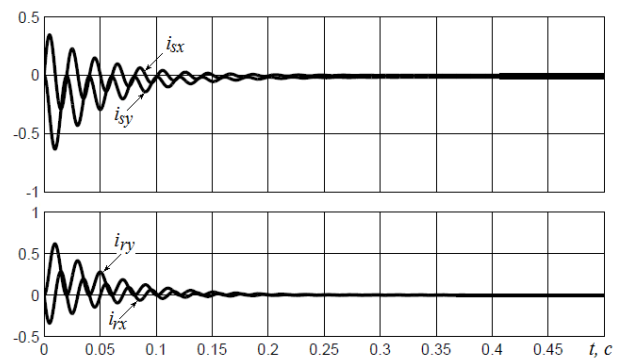


Рис. 3. Переходные процессы звена токов статора двигателя мощностью 1000 кВт при условиях:

$$u_{sx} = 0,071 \cdot 1(t), u_{sy} = u_{rx} = u_{ry} = 0, \omega_K = 1 \text{ и } \beta_K = 0$$

Передаточные матрицы пропорциональной и интегральной частей регулятора токов при типовой настройке параметров определяются выражениями:

$$\mathbf{R}_{j,p}(p) = \frac{T_j}{T_i} \mathbf{1};$$

$$\mathbf{R}_{j,i}(p) = \frac{1}{T_i p} \mathbf{1},$$

где T_j – постоянная времени, $T_j = \frac{l_j}{r_j} T_\sigma$ (здесь

l_j – полная индуктивность обмотки статора при $j=s$ и ротора при $j=r$; T_i – постоянная времени интегральной части, $T_i = 2 T_\mu$.

Передаточная матрица корректирующего звена в канале адаптации

$$\mathbf{D}(p) = \frac{2T_i p}{T_D p + 1} \mathbf{1},$$

где T_D – временная константа, выполняющая роль настроечного параметра.

Передаточная матрица расчетной модели объекта с фильтром

$$\mathbf{W}_j(p) = \frac{k_{п. j} / r_j}{(T_\mu p + 1)(T_j p + 1)} \mathbf{1},$$

где $k_{п. j}$ – коэффициент усиления преобразователя по напряжению ($j=s$ для статора и $j=r$ для ротора); r_j – активное сопротивление обмотки ($j=s$ для статора и $j=r$ для ротора).

Матрица коэффициентов усиления регулятора при типовой настройке

$$\mathbf{K}_j(p) = \frac{r_j}{k_{п. j}} \mathbf{1}.$$

Уравнения модели САР токов записаны в относительных единицах. Базисными величинами являются амплитуда номинального фазного тока

статора $I_\sigma = \sqrt{2} I_{sN}$, номинальная угловая

частота напряжения статора $\Omega_\sigma = \Omega_{sN}$,

номинальный электромагнитный момент $M_\sigma = M_N$, единица измерения углов

$\theta_\sigma = 1$ эл. рад, напряжение

$U_\sigma = 2 M_\sigma \Omega_\sigma (3z_p I_\sigma)^{-1}$ (z_p – число пар полюсов), потокосцепление

$\Psi_\sigma = 2 M_\sigma (3z_p I_\sigma)^{-1}$, время $T_\sigma = \theta_\sigma / \Omega_\sigma$,

сопротивление $R_\sigma = U_\sigma (I_\sigma)^{-1}$, индуктивность

$L_\sigma = \Psi_\sigma (I_\sigma)^{-1}$ и скорость ротора в режиме

идеального холостого хода $\Omega_{\sigma r} = \Omega_\sigma (z_p)^{-1}$.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование переходных процессов САР токов выполнено для асинхронного двигателя с фазным ротором мощностью 1000 кВт, имеющего в относительных единицах следующие значения параметров: $r_s = r_r = 0,0116$; $l_{s\sigma} = l_{r\sigma} = 0,093$;

$T_\sigma = 0,0032$ с. Характеристика намагничивания

$i_m = f(\psi_m)$ по главному магнитному пути описана степенным многочленом

$i_m = a\psi_m + b\psi_m^n$, где $a = 0,2365$, $b = 0,03952$ и $n = 9$.

Программа моделирования заключалась в исследовании динамики многомерной САР токов при ступенчатом задании управляющих воздействий. При формировании заданий учитывались следующие условия: ориентация системы координат по вектору полных потокосцеплений обмотки статора и закон управления режимами двигателя, в качестве которого выбран закон управления по минимуму суммарных потерь двигателя при переменном потоке. Эти условия обеспечивались формирователем режимов ФР. Математическое описание ФР соответствует следующим уравнениям:

$$\mathbf{I}_j^* = \mathbf{I}_j^0 = \mathbf{I}_j^0(m^*, \omega), \quad j = s, r;$$

$$\beta_k = \beta^0 = \beta^0(\omega);$$

$$\omega_k = \beta_k + \omega,$$

где $\mathbf{I}_j^0(m^*, \omega)$ – нелинейные вектор-функции; m^*

– задание момента; ω – скорость двигателя.

За счет соответствующего формирования заданий

токов вектор потокосцеплений статора $\vec{\Psi}_s$ ориентируется по оси Ox системы координат Oxy .

При численном эксперименте задания для САР токов поступали с выхода ФР, на входы которого подавалось ступенчатое задание

электромагнитного момента $m^*(t)$ и линейно

изменяющаяся скорость $\omega(t)$ двигателя. Перед

подачей $m^*(t)$ и $\omega(t)$ в двигателе

обеспечивался начальный магнитный поток, соответствующий величине ограничения магнитного потока снизу.

На рис. 4 представлены переходные процессы САР токов при ступенчатом управляющем воздействии $m^*(t) = m_{уст}^* 1(t)$, где $m_{уст}^*$ принято

равным 1,5 и $2,5 m_N$. Темп изменения скорости

во времени соответствует темпу при пуске двигателя от состояния покоя до номинальной скорости за время 0,4 секунды в системе регулирования скорости с задатчиком интенсивности. В регуляторе токов установлена некомпенсированная постоянная времени

$T_\mu = 0,001$ с. Переходные процессы

рассчитаны для двух случаев: при настроечном

параметре $T_D = 0,0001\text{c}$ (рис.4) и $T_D = 0,0005\text{c}$ (рис.5).

Как видно, характер переходных процессов практически не зависит от величины управляющего воздействия $m_{\text{уст}}^*$ при малых значениях настроечного параметра T_D . Однако при увеличении постоянной времени T_D в переходном процессе начинают проявляться колебания и статическая ошибка. Тем не менее, сравнительная оценка показателей качества

робастной системы регулирования и системы, полученной по [6], показывает, что робастная система регулирования токов при реализации малой величины T_D позволяет получить более высокое быстродействие САР токов при ограниченной информации о параметрах звена токов и в частности о кривой намагничивания машины по главному магнитному пути.

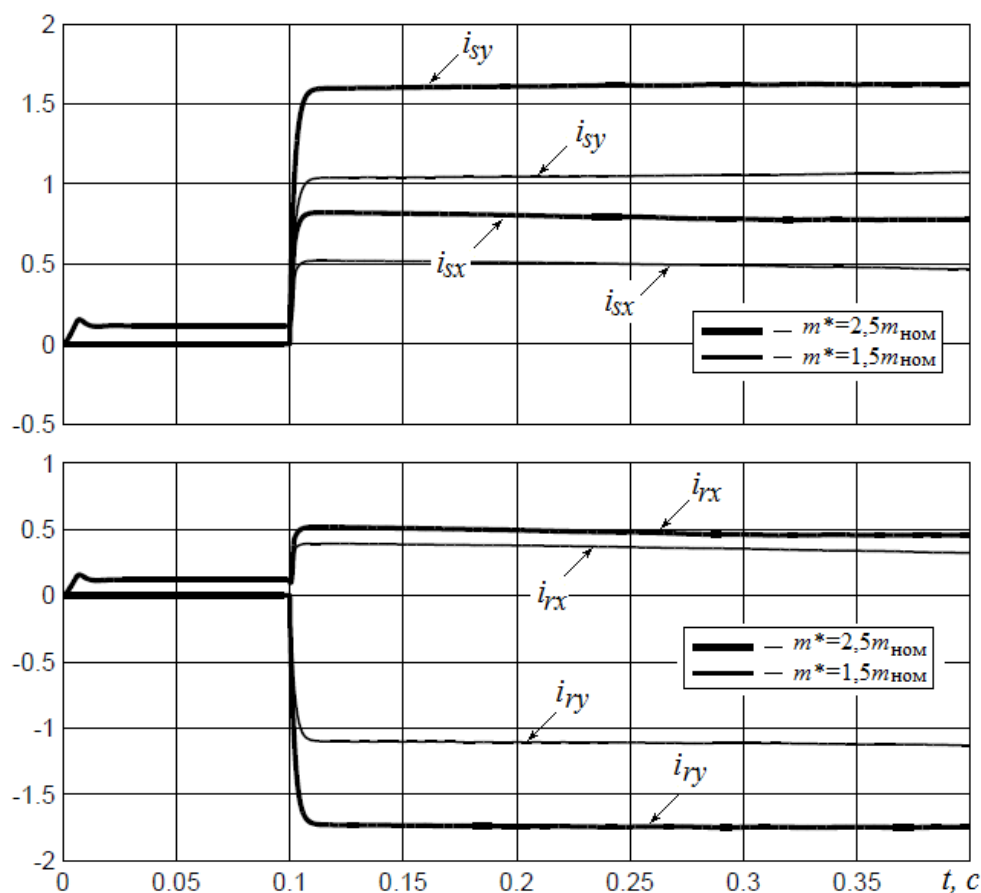
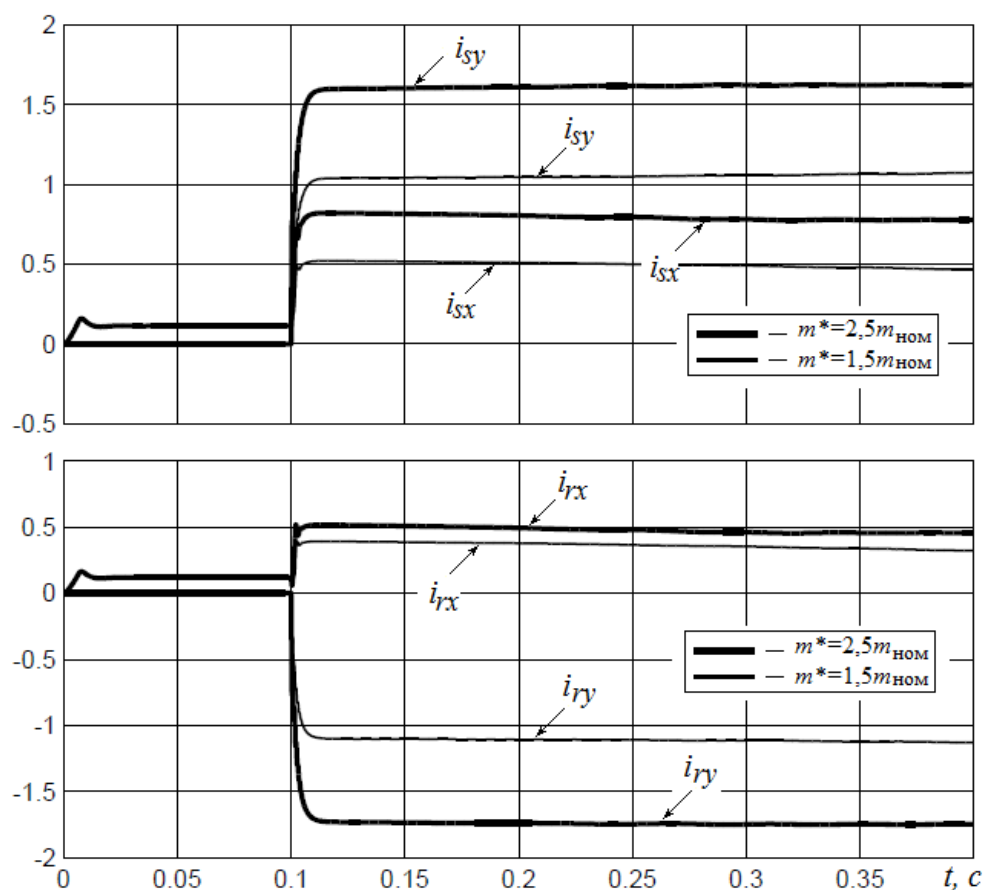


Рис. 4. Переходные процессы САР токов при $T_D = 0,0001\text{c}$

Рис. 5. Переходные процессы САР токов при $T_D = 0,0005$ с

ВЫВОДЫ

1. Использование принципов робастных систем при построении многомерных САР токов асинхронной машины с фазным ротором при двухстороннем управлении позволяет получить структуры регуляторов токов, не требующих точного знания параметров звена токов и в частности учета насыщения машины при их разработке. Достаточно знать лишь интервалы изменения параметров.

2. Динамические показатели робастной САР токов не уступают динамическим показателям систем подчиненного регулирования при типовых настройках. Обобщенный метод подчиненного регулирования позволяет получить структуры многомерных регуляторов токов, обеспечивающих переходные процессы в САР токов, близкие к типовым процессам. Однако для их реализации требуется знание параметров в текущий момент времени.

3. Важным вопросом при построении робастных САР токов является учет дискретности полупроводникового преобразователя в составе системы векторного управления асинхронного электропривода.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шрейнер Р.Т. Оптимальное частотное

управление асинхронными электроприводами / Р.Т. Шрейнер, Ю.А. Дмитренко. Кишинев: Штиинца, 1982. 224 с.

2. Вейнгер А.М. Обобщение принципа подчиненного регулирования с последовательной коррекцией / А.М. Вейнгер // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика. 1977. № 1. С. 185–192.

3. Polyakov V.N. Multidimensional Currents Control Systems of Induction Motor Electric Drives / V.N.Polyakov, Y.V.Plotnikov // International Review on Modelling and Simulations, Vol. 8, N. 1, pp. 11 – 17.

4. Ишматов З.Ш. Микропроцессорное управление электроприводами и технологическими объектами. Полиномиальные методы / З.Ш. Ишматов. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2008. – 278 с.

5. Ишматов З.Ш. Робастные регуляторы тока и скорости частотно-регулируемых асинхронных электроприводов / З.Ш.Ишматов, Ю.В.Плотников, Е.А.Гурентьев // Электротехника, 2014, №9. С. 35 – 40.

6. Бородин М.Ю. Оптимизация режимов электропривода с обобщенной машиной переменного тока / М.Ю. Бородин, В.Н. Поляков // Электротехника. 2009. № 9. С. 54–59.